

新型 3D-Turbo 码原理分析与性能研究

姚如贵¹, 高凡琪¹, 张 昆¹, 徐 娟²

(1. 西北工业大学 电子信息学院, 710072 西安; 2. 长安大学 电控学院, 710064 西安)

摘 要: 为改善中高信噪比下传统 Turbo 的错误平台性能, 介绍一种改进的 Turbo 码 (3D-Turbo Codes), 通过增加一个码率为 1 的后编码器, 对传统 Turbo 编码器得到的部分校验比特进行后编码. 给出 3D-Turbo 码的编码结构, 分析了影响性能的主要因素, 研究 3D-Turbo 码的迭代译码过程并详细推导了 Max-Log-Map 算法, 最后对 3GPP2 标准下的 3D-Turbo 码性能进行仿真. 研究表明, 与 3GPP2 Turbo 码相比, 3D-Turbo 码通过增加很小的复杂度, 可以有效改善错误平台性能. 因此, 在中高信噪比且对误码率要求严格的场景下, 3D-Turbo 码有广阔的应用空间.

关键词: 3D-Turbo 码; 3GPP2; 错误平台; 收敛特性

中图分类号: TN911.2

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2014)11-0095-06

Theoretical analysis and performance study of 3-dimension Turbo codes

YAO Rugui¹, GAO Fanqi¹, ZHANG Kun¹, XU Juan²

(1. School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, 710072 Xi'an, China;

2. School of Electronic and Control Engineering, Chang'an University, 710064 Xi'an, China)

Abstract: In order to prevent high error floor of classic Turbo at middle and high SNRs, a modified Turbo codes, named as 3D-Turbo codes, is proposed in which some of the parity bits from the classical encoders are further encoded by a rate-1 post encoder. The encoder structure of 3D-Turbo Codes is introduced and analysis of main factors affecting performance is provided, then the iterative decoding process and detailed derivation of the Max-Log-Map algorithm of 3D-Turbo Codes is presented, performance based on 3GPP2 standards is simulated. The theoretical analysis and results show that 3D-Turbo Codes have lower error floor compared to 3GPP2 Turbo Codes, at the expense of a very small increase in complexity. Therefore, under middle or high SNRs and strict BER requirement, 3D-Turbo Codes are expected to have extensive application prospects.

Keywords: 3D-Turbo Codes; 3GPP2; error floor; convergence performance

Turbo 码是最接近香农极限的信道编码方式之一^[1]. Turbo 码可以达到距离香农极限 0.7 dB 的优异性能, 因此被应用到通信系统的很多领域^[2]. Turbo 码的误码率曲线在瀑布区有着优异的收敛性能, 但是由于最小汉明距离 (MHD) 相对较小, 导致在中高信噪比条件下, BER 曲线变得平坦, 出现错误平台.

改善高信噪比时的误码性能, 需要增加最小汉明距离. 通常用以下 3 种方式来实现: 使用具有

更多状态的成员编码器, 设计更复杂的内交织器, 或者增加 Turbo 码的维数. 文献[3]提出了一种基于 16 状态子编码器的 Turbo 码, 误帧率 (FER) 可以达到 10^{-7} . 但是, 在实现时间和存储复杂度上, 几乎是 8 状态 Turbo 码的 2 倍. 文献[4]提出 DRP 交织器能够得到更大的最小汉明距离. 但是, 复杂交织器一般不具备良好的结构特征, 在工程实现时需要耗费大量存储资源. 传统多维 Turbo 码增加并联成员编码器个数并不能有效改善错误平台特性^[5-6]. 基于此本文介绍一种新型 3D-Turbo 码^[7], 采用混联结构, 在传统 Turbo 码编码器的输出端添加一个码率为 1 的后编码器, 抽取部分校验比特进行二次编码. 相比于传统 Turbo 码, 3D-Turbo 码通过增加很小的译码复杂度和译码延

收稿日期: 2014-01-14.

基金项目: 国家高技术研究发展计划 (2012AA120604); 航天支撑基金 (2013-HT-XGD); 西北工业大学基础研究基金 (JCY20130132).

作者简介: 姚如贵 (1980—), 男, 副教授.

通信作者: 姚如贵, yaorg@nwpu.edu.cn.

迟,有效地改善了错误平台的性能.3D-Turbo码有广阔的工程实现前景,适用于一些对译码延迟不敏感,但对误码比较敏感的应用场景.例如,在深空通信中,采集的信息都十分珍贵,希望采集信息损失尽可能的小,在中高信噪比条件下,要求获得极低的误码率.

关于 3D-Turbo 码性能及优化研究^[7-9],均为 ENST Bretagne 学院 Berrou 团队发表,但是现有文献中对于译码算法中关键推导(如校验比特先验信息的使用、校验信息外信息的计算等)未给出,同时实现过程中关键模块(如抽取、译码信息传递等)也未进行明确说明.本文结合课题组研究结论,对上述关键推导和关键模块进行详细阐述.

1 3D-Turbo 码编码结构

图 1 所示为基于 3GPP2 标准 3D-Turbo 码编码原理框图.虚线框所示部分为传统的 Turbo 码编码器,包括 1 个内交织器 π 和 2 个并行的分量编码器.分量编码器为 8 状态递归系统卷积码(RSC),生成多项式为 $(15, 13)_8$. 长度为 K 的信息序列 U 分为 3 路.第 1 路直接输出作为编码后的系统比特,用 X 来表示;第 2 路送到分量编码器 1 中进行编码产生校验比特,用 Y_1 表示;第 3 路经过交织器 π 交织后送到分量编码器 2 中进行编码,产生校验比特 Y_2 .编码后码字由系统比特 X 和校验比特 Y_1 和 Y_2 组成,码率 $R = 1/3$.

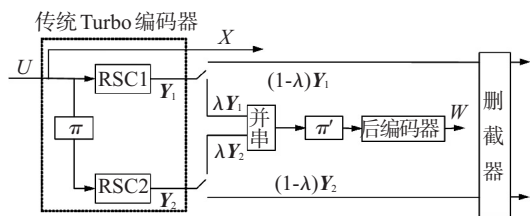


图 1 3D-Turbo 码原理框图

3D-Turbo 码是在传统的混联方式上发展而来.通过增加并串转换模块、后交织器 π' 和一个码率为 1 的后编码器,来实现对部分校验比特的后编码.通过后编码,可以有效减少码重较小的码字,以此提高整体码字的 MHD^[8].

从校验比特 Y_1 和 Y_2 中,按照一定的比例和模式抽取部分比特,经过并串转换后,组成新的编码序列 P ,经 π' 交织后,送到码率为 1 的后编码器,进行二次编码.未被抽取的校验比特不需要进行后编码,直接送到删截器.用 λ ($0 \leq \lambda \leq 1$) 表示抽取率,即参与后编码的校验比特在总校验比特中所占的比例.为便于实现,一般采用规则的抽取方式.以 $\lambda = 1/4$ 为例,对校验比特序列 Y_1, Y_2 ,

每 4 个比特抽取 1 个,组成帧送到后编码器中进行编码.抽取方式如图 2 所示.

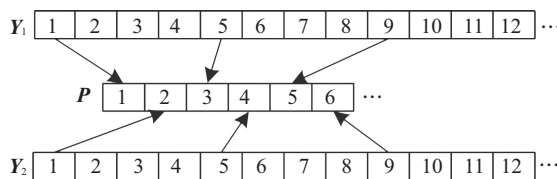


图 2 校验比特抽取示意

可看出,送到后编码器的校验比特个数可用 $L = 2\lambda K$ 来表示.剩余的未被抽取的 $2(1 - \lambda)K$ 个校验比特,与后编码器输出的校验比特一起送到删截器中.一般情况下,后编码器产生的校验比特含有更多的信息,尽量不做删除.

2 影响性能的因素

3D-Turbo 码中,除了传统的码长、码率、生成多项式等因素影响性能外,渗透率、后编码器的生成多项式和交织器同样对性能的影响很大.

2.1 渗透率 λ

渗透率 λ 的选择能够平衡译码器的收敛性能和错误平台性能.收敛性表征了译码性能从高误码率到低误码率变化的快慢.抽取校验比特的译码涉及到主译码器和预译码器之间的外信息传递,因此会出现错误传递现象.在低信噪比下校验比特出现错误的概率更大,所以错误传递在低信噪比下尤其突出.进一步反映在译码性能上时,就是在低信噪比的情况下,3D-Turbo 码的收敛性能降低.因此,选择较大的 λ 值,可以获得更低的错误平台性能,但是译码器的收敛性却会降低.反之,选择较小的 λ 值,译码的收敛性能有所改善,但是错误平台较高^[7].

2.2 后编码器

后编码器对 3D-Turbo 码的性能有着极大的影响.后编码器的选取要综合考虑实现复杂度和性能两方面.首先,对应的预译码器结构必须简单,相比传统 Turbo 码,在软输入软输出(SISO)译码时,不能增加太多的实现复杂度.其次,考虑到第一次迭代译码时,没有可以利用的先验信息,所以对应的预译码器不能引入太多错误符号,避免降低收敛性能.综上,后编码器可以选择状态数较少的循环递归系统卷积码(CRSC).文献[8]推荐了一种带有两个寄存器的线性编码器,后编码器的生成多项式为 $(5, 4)_8$.

2.3 交织器 π 和 π'

在设计 Turbo 码交织器时需要综合考虑两方面,一方面需要使 Turbo 码的距离特性得到最优化,提高纠错性能;另一方面需要考虑译码器的实

现复杂度. 3D-Turbo 码中有两个交织器, 一是传统 Turbo 码中的交织器 π , 本文中选择 3GPP2 标准中的内交织方案. 另一个是后编码器部分的后交织器 π' . 交织器的性能是影响其译码性能的关键因素之一. 后交织器 π' 的功能是将编码序列 P 进行交织, 目的是为了防预译码器译码时出现连续的错误, 影响总体译码的性能. 文献[7] 给出一个 π' 的规则交织方式, 具有简单的结构和良好的性能. 设交织器 π' 的交织长度为 L , i ($1 \leq i \leq L$) 和 j ($1 \leq j \leq L$) 分别是自然顺序和交织后顺序的地址. π' 可以用下列关系式表示:

$$i = \pi'(j) = (L_0 \times j + i_0) \% L. \quad (1)$$

式中 i_0 是初始参数, 且 L_0 和 L 互质.

3 3D-Turbo 码译码

3.1 译码过程

3D-Turbo 码的译码原理与传统 Turbo 码相似, 都是通过成员译码器之间互相传递互信息, 来进行迭代译码. 3D-Turbo 码译码器由 3 个成员译码器构成, 分别是 4 状态的 SISO 预译码器和两个分量译码器, 译码原理框图如图 3 所示.

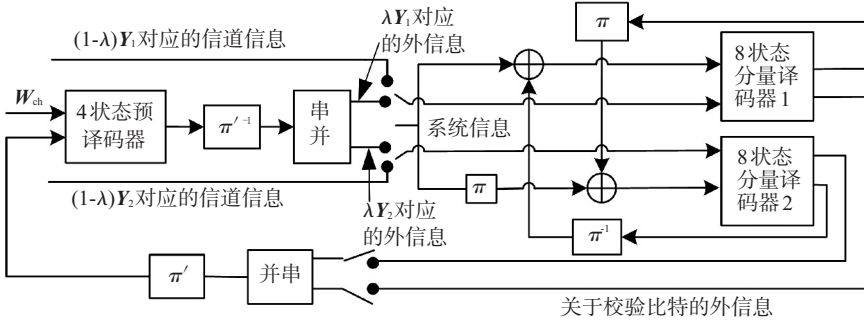


图 3 3D-Turbo 码译码器原理框图

假设参与后编码的输出比特 W 经过信道传输后为 W_{ch} . 3D-Turbo 码的译码迭代过程为: 首次迭代时, 预译码器开始工作. 校验比特的先验信息初始化为 0, 此时预译码器仅利用接收到的信道信息 W_{ch} 进行译码. 将预译码器产生的外信息作为校验比特的先验信息送到主译码器中. 主译码器利用信道信息和预译码器产生的外信息, 进行第一次迭代译码. 主译码器的两个分量译码器同传统的 Turbo 码译码器相同, 产生关于系统比特的后验信息, 并作为先验信息相互交换. 同时, 主译码器还为预译码器提供关于后编码校验比特的后验信息(可由式(16)计算). 之后的迭代过程中, 预译码器和主译码器之间传递关于抽取校验比特的后验信息, 主译码器内部的分量译码器之间传递关于系统比特的后验信息. 当所有的分量译码器收敛或者最大的迭代次数完成时, 停止迭代过程.

3.2 Max-Log-Map 算法推导

由于后编码器的引入, 3D-Turbo 码主译码器的译码算法与传统的 Turbo 码相比略有不同. 主要区别如下: 在计算分支度量时, 引入了关于校验比特的先验信息; 计算对数似然比时, 需要考虑关于校验比特的先验信息; 需要输出关于校验比特的后验信息.

基于 BCJR 算法^[12], 本文详细推导了 3D-Turbo 码 Max-Log-Map 译码算法, 推导过程也可

以推广到 Log-Map 算法. 下面分别给出主译码器和预译码器译码算法的推导过程.

1) 主译码器

编码器的 M 个不同状态记为 m ($m = 0, 1, \dots, M - 1$). 时刻 t 的状态为 S_t , 对应输出为 $X_t = (x_t^s, x_t^p) = (u_t, x_t^p)$, 接收符号为 $Y_t = (y_t^s, y_t^p)$. 时刻 t 到 t' 的状态序列为 $S_t' = \{S_t, S_{t+1}, \dots, S_{t'}\}$, 对应的输出序列为 $X_t' = \{X_t, X_{t+1}, \dots, X_{t'}\}$, 接收序列为 $Y_t' = \{Y_t, \dots, Y_{t'}\}$. 信道为 AWGN, 噪声方差为 σ^2 .

译码器通过检测接收序列 Y_t' 来预测马尔可夫过程的状态概率(式(2)) 和状态转移概率(式(3)).

$$\Pr\{S_t = m \mid Y_t'\} = \Pr\{S_t = m; Y_t'\} / \Pr\{Y_t'\}, \quad (2)$$

$$\Pr\{S_{t-1} = m'; S_t = m \mid Y_t'\} = \frac{\Pr\{S_{t-1} = m'; S_t = m; Y_t'\}}{\Pr\{Y_t'\}}. \quad (3)$$

定义 $\alpha_t(m) = \Pr\{S_t = m; Y_t'\}$ 为前向路径度量, $\beta_t(m) = \Pr\{Y_{t+1}' \mid S_t = m\}$ 为后向路径度量, $\gamma_t(m', m) = \Pr\{S_t = m; Y_t \mid S_{t-1} = m'\}$ 为分支度量. 考虑到对于给定的 Y_t' , $\Pr\{Y_t'\}$ 是一个常数, 所以式(2)、(3) 可以进一步分离为

$$\lambda_t(m) = \Pr\{S_t = m; Y_t'\} = \Pr\{S_t = m; Y_t'\} \cdot \Pr\{Y_{t+1}' \mid S_t = m; Y_t'\} = \alpha_t(m) \cdot \beta_t(m), \quad (4)$$

$$\delta_t(m', m) = \Pr\{S_{t-1} = m'; S_t = m; Y_t'\} =$$

$$\begin{aligned} & \Pr\{S_{t-1} = m'; \mathbf{Y}_1^{t-1}\} \cdot \Pr\{S_t = m; \mathbf{Y}_t \mid S_{t-1} = m'\} \cdot \Pr\{\mathbf{Y}_{t+1}^T \mid S_t = m\} = \alpha_{t-1}(m') \cdot \\ & \gamma_t(m', m) \cdot \beta_t(m). \end{aligned} \quad (5)$$

依据传统 Turbo 码算法, α 和 β 可递归计算为

$$\alpha_t(m) = \sum_{m'=0}^{M-1} \alpha_{t-1}(m') \cdot \gamma_t(m', m) \quad t = 1, 2, \dots, \tau. \quad (6)$$

$$\beta_t(M) = \sum_{m'=0}^{M-1} \beta_{t+1}(m') \cdot \gamma_{t+1}(m, m') \quad t = 1, 2, \dots, \tau. \quad (7)$$

其递推关系可以进一步如图 4 表示.

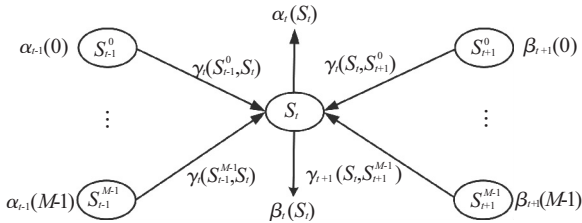


图 4 前向和后向路径度量的计算示意

从状态 $S_{t-1} \rightarrow S_t$, 代表状态转移格图中的一条边, 在 3D-Turbo 码中, 主译码器既获得了系统比特的先验信息, 也获得了校验比特的先验信息, 所以状态转移概率可以同时利用系统比特和校验比特来表示.

$$\begin{aligned} \gamma_t(m', m) &= \Pr\{S_t = m; \mathbf{Y}_t \mid S_{t-1} = m'\} = \\ & \Pr\{S_t = m \mid S_{t-1} = m'\} \cdot \Pr\{\mathbf{Y}_t \mid S_{t-1} = m', S_t = m\} = \Pr\{u_t\} \Pr\{x_t^p\} \cdot \Pr\{\mathbf{Y}_t \mid u_t; x_t^p\}. \end{aligned} \quad (8)$$

先验信息 $L^e(u_t) = \ln(\Pr\{u_t = +1\} / \Pr\{u_t = -1\})$, 所以 u_t 的先验概率计算为

$$\Pr\{u_t\} = \frac{\exp[-L^e(u_t)/2]}{1 + \exp[-L^e(u_t)]} \cdot \exp[u_t L^e(u_t)/2]. \quad (9)$$

同理可得校验位 x_t^p 的先验概率为

$$\Pr\{x_t^p\} = \frac{\exp[-L^e(x_t^p)/2]}{1 + \exp[-L^e(x_t^p)]} \cdot \exp[x_t^p L^e(x_t^p)/2]. \quad (10)$$

由于信道的高斯随机过程特性, 可以得到式(11), 其中, A 是一个取值与 u_t 和 x_t^p 取值无关的值.

$$\begin{aligned} \Pr\{\mathbf{Y}_t \mid u_t; x_t^p\} &\propto \exp\left[-\frac{(y_t^s - u_t)^2}{2\sigma^2} - \frac{(y_t^p - x_t^p)^2}{2\sigma^2}\right] = \\ & A \cdot \exp\left[\frac{u_t y_t^s + x_t^p y_t^p}{\sigma^2}\right]. \end{aligned} \quad (11)$$

定义信道置信因子 $L_c = 4E_s/N_0 = 2/\sigma^2$, 结合式(8) ~ (11), 同时忽略共同项可得:

$$\gamma_t(m', m) \propto \exp\left[\frac{1}{2}u_t L^e(u_t) + \frac{1}{2}u_t L_c y_t^s\right].$$

$$\begin{aligned} & \exp\left[\frac{1}{2}x_t^p L^e(x_t^p) + \frac{1}{2}x_t^p L_c y_t^p\right] = \\ & \gamma_t^s(m', m) \cdot \gamma_t^p(m', m). \end{aligned} \quad (12)$$

式中, $\gamma_t^s(m', m)$ 和 $\gamma_t^p(m', m)$ 中的第一项是系统比特和校验比特先验信息的贡献, 第二项是信道输入的贡献. 并非所有的校验比特都有先验信息, 只有参与后编码的校验比特有先验信息.

令 $A_t(m) = \ln \alpha_t(m)$, $B_t(m) = \ln \beta_t(m)$, $M_t(m', m) = \ln \gamma_t(m', m)$, 则可以得到 MAP 算法的对数域形式. 为简化指数运算, Log-Map 算法中引入 $\max^*(x, y) = \ln(e^x + e^y) = \max(x, y) + f_c(|x - y|)$, 其中 $f_c(x) = \ln(1 + e^{-x})$ 为修正项. 令 $f_c(x) = 0$, 则 $\max^*(x, y)$ 可以进一步简化为 $\max(x, y)$, 从而:

$$\begin{aligned} M_t(m', m) &= \frac{1}{2}u_t L^e(u_t) + \frac{1}{2}x_t^p L^e(x_t^p) + \\ & \frac{1}{2}u_t L_c y_t^s + \frac{1}{2}x_t^p L_c y_t^p, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_t(m) &= \max_{m'=0, \dots, M-1} [A_{t-1}(m') + M_t(m', m)], \\ B_t(m) &= \max_{m'=0, \dots, M-1} [B_{t+1}(m') + M_{t+1}(m, m')]. \end{aligned} \quad (13)$$

根据对数似然比定义, 以及式(3)、(5), 关于系统比特的对数似然比计算如下:

$$\begin{aligned} L(u_t) &= \ln\left(\frac{\Pr\{u_t = +1 \mid \mathbf{Y}_1^T\}}{\Pr\{u_t = -1 \mid \mathbf{Y}_1^T\}}\right) = \\ & \max_{(m', m), u_t = +1} (A_{t-1}(m') + M_t(m', m) + B_t(m)) - \\ & \max_{(m', m), u_t = -1} (A_{t-1}(m') + M_t(m', m) + B_t(m)). \end{aligned} \quad (14)$$

结合式(12)、(14), $L(u_t)$ 还可以表示为如下形式, 表征了对数似然比、系统信息、先验信息及外信息之间的关系.

$$\begin{aligned} L(u_t) &= L_c y_t^s + L_{21}^e(u_t) + \\ & \ln\left(\frac{\sum_{(m', m), u_t = +1} \alpha_{t-1}(m') \cdot \gamma_t^p(m', m) \cdot \beta_t(m)}{\sum_{(m', m), u_t = -1} \alpha_{t-1}(m') \cdot \gamma_t^p(m', m) \cdot \beta_t(m)}\right) = \\ & L_c y_t^s + L_{21}^e(u_t) + L_{12}^e(u_t). \end{aligned} \quad (15)$$

式中: $L_{21}^e(u_t)$ 为子译码器 2 传给子译码器 1 的关于 u_t 的外信息, $L_{12}^e(u_t)$ 为子译码器 1 传给子译码器 2 的关于 u_t 外信息. 同理, 对于校验比特的对数似然比可以表示为

$$\begin{aligned} L(x_t^p) &= \max_{(m', m), x_t^p = +1} (A_{t-1}(m') + M_t(m', m) + \\ & B_t(m)) - \max_{(m', m), x_t^p = -1} (A_{t-1}(m') + \\ & M_t(m', m) + B_t(m)) = L_c y_t^p + \\ & L_{pm}^e(x_t^p) + L_{mp}^e(x_t^p). \end{aligned} \quad (16)$$

式中: $L_{pm}^e(x_t^p)$ 为预译码器传给主译码器的关于 x_t^p 的外信息, $L_{mp}^e(x_t^p)$ 为主译码器传给预译码器的

关于 x_i^p 的外信息.

当上述关于分支度量、前向路径度量、后向路径度量和对数似然比的计算中采用 $\max * (x, y)$ 代替 $\max(x, y)$, 即可获得 Log-Map 算法.

2) 预译码器

因为后编码器是码率为 1 的编码器, 即编码后码字只有校验比特, 没有系统比特, 所以对应预译码器的 Max-Log-Map 译码算法公式也与主译码器略有不同. 分支度量计算为

$$M_i(m', m) = \frac{1}{2}w_iL_{mp}^e(w_i) + \frac{1}{2}x_i^pL_c y_i^p. \quad (17)$$

式中: w_i 为进行后编码的校验比特, 即为后编码器的输入; $L_{mp}^e(w_i)$ 为主译码器经过 π' 交织后传给预译码器的先验信息. x_i^p 为后编码器产生的校验位, y_i^p 为对应的信道信息. 关于前向路径度量和后向路径度量计算方法同主译码器. 同理, 后编码器关于校验比特外信息的计算公式为

$$L_{pm}^e(w_i) = L(w_i) - L_{mp}^e(w_i). \quad (18)$$

由于后编码器没有输出系统信息, 因此, 上式中没有与系统信息对应的 L_c 归一化的信道输入.

3.3 复杂度与时延分析

由 3.2 节推导可知, 与传统的 Turbo 码译码器相比, 增加的复杂度主要来自预译码器和主译码器中计算关于后编码输入校验比特的外信息. 表 1 给出了采用 Max-Log-Map 算法时, 3D-Turbo 码译码器对每比特译码额外增加的计算量统计. 其中 v 和 w 分别为主编码器和后编码器的移位寄存器长度, 主译码器中分量编码器输出 n 路. 由表 1 可以看出, 由于后编码器的存储深度 w 较小, 因此复杂度增加不大. λ 越大, 预译码器需要计算的校验比特外信息的长度越大, 复杂度相应的增加. 另外, 引入交织器 π' 的也会带来一定的复杂度, 主要体现在交织图样的计算上.

表 1 译码器计算量比较

计算项	加法(减法)	比较选择
传统 TC	$3 \times 2^{v+1} + 2^{n+2} + 1$	$2^{v+2} - 1$
3D-TC 主译码器	$3 \times 2^{v+1} + 2^{n+2} + 3$	$3 \times (2^{v+1} - 1)$
预译码器	$3 \times 2^{w+1} + 9$	$2^{w+2} - 1$

3D-Turbo 码的译码时延增加主要体现在计算校验比特的外信息上. 在主译码器中, 校验比特和信息比特的外信息可以并行计算, 所以不需要消耗额外的时钟. 在预译码器中, 计算时延与参与后编码的校验比特的长度有关. 如果主译码器的分量译码器译码时延为 T , 则预译码器的时延可以表示为 $2\lambda T$, 整个时延为 $2(1 + \lambda)T$. 当 $\lambda = 1/4$ 时, 相对传

统 Turbo 码时延增加 25%. 基于并行快速 Turbo 码译码算法的思路, 若采用主译码器和预译码器并行运算, 此时, 3D-Turbo 码的译码时延完全和传统 Turbo 译码器相同. 而且可以预期这种并行算法对性能影响可以忽略不计. 将在后续工作中进一步研究快速译码算法及其硬件实现方案.

4 仿真结果分析

本节评估 3D-Turbo 码在 AWGN 信道、BPSK 调制时的性能, R_{SN} 为比特信噪比. 3GPP2 Turbo 码和 3D-Turbo 码的码长 $K = 570$, 码率 $R = 1/3$, 主编码器的生成多项式为 $(15, 13)_8$, 内交织器 π 参照 3GPP2 标准中的规则交织进行设计^[13]. 3D-Turbo 码的交织器 π' 按 2.3 节所述方案设计, 其中, 参数 $L_0 = 7, i_0 = 1$.

3GPP2 Turbo 码和 3D-Turbo 码的性能比较如图 5 所示, 译码算法选择为 Max-Log-Map 算法, 迭代次数设置为 10. 其中 3D-Turbo 码的渗透率 $\lambda = 1/4$, 后编码器的生成多项式为 $(5, 4)_8$.

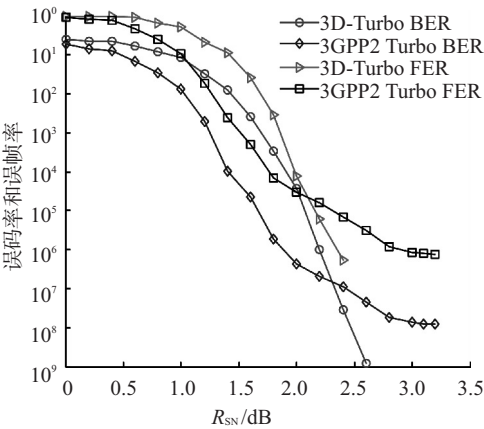


图 5 3GPP2 Turbo 码和 3D-Turbo 码性能比较

由图 5 中关于 BER 和 FER 的比较, 在低信噪比的情况下, 3GPP2 Turbo 码的性能要好于 3D-Turbo 码. 但是随着信噪比的增加(约为 2.7 dB 时), 3GPP2 Turbo 码出现错误平台, 而 3D-Turbo 码仍然处于瀑布区, 可以预计获得更低的错误平台.

图 6 显示了不同渗透率或者编码器结构对应的 3D-Turbo 码的性能. 译码算法选择为 Max-Log-Map 算法, 迭代次数设置为 10. 对比图 6 中的曲线差异, 可以看出, 当渗透率 $\lambda = 1/4$ 时, 3D-Turbo 码在低信噪比下性能要略差于 $\lambda = 1/8$ 对应的误码性能, 但是可以获得更低的错误平台. 这是因为较大的渗透率会得到更高的 MHD, 会使得错误平台更低^[7]. 后编码器的生成多项式为 $(5, 4)_8$ 时, 当第一次迭代时, 产生的错误符号要少于后编码为 $(7, 4)_8$ 产生的错误符号^[8], 错误传

递导致后者的误码性能较差。

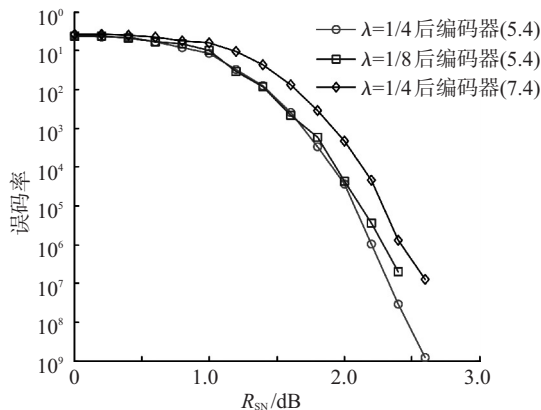


图 6 不同渗透率和后编码器结构对应的 3D-Turbo 码性能

图 7 显示了不同译码算法下的 3D-Turbo 码的性能对比。迭代次数设置为 10, 渗透率 $\lambda = 1/4$, 后编码器的生成多项式为 $(5,4)_8$ 。对比图 7 中性能曲线的差异, 在相同仿真条件下, Max-Log-Map 算法的译码性能比 Log-Map 算法的译码性能要差, 大约有 0.3 dB 的性能损失, 这与传统 Turbo 码对应的结论一致。

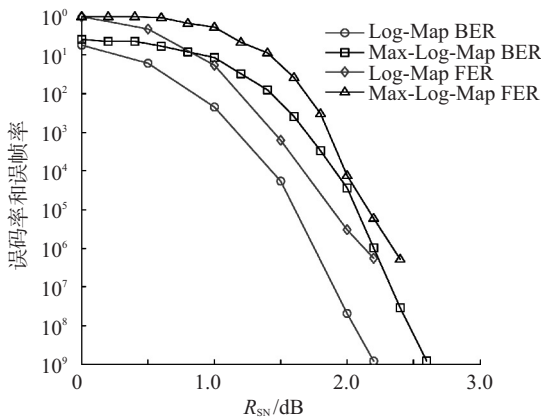


图 7 3D-Turbo 码不同译码算法性能对比

5 结 语

为了获得比传统 Turbo 码更低错误平台, 本文研究了一种改进的 Turbo 码—3D-Turbo 码。3D-Turbo 码是在混合级联码的基础上发展的, 综合了并行和串行级联码的优点。介绍了 3D-Turbo 码的编码结构, 并详细推导了译码算法, 具体分析了 3D-Turbo 码实现时的关键技术。仿真结果证明了 3D-Turbo 码的性能及其可行性, 相比于传统的 Turbo 码, 3D-Turbo 码在高信噪比下, 可以获得更低的错误平台。但是, 由于后编码器、预译码器以及交织器 π' 的引入, 增加了一些复杂度和时延。考虑到深空通信等应用场景, 以少量的复杂度增加和相对传播时延较小的译码时延, 可以获得极低的误码率, 具有十分重要的工程应用价值。

参考文献

- [1] BERROU C, GLAVIEUX A, THITIMAJSHIMA P. Near shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes [C]//Proceedings of International Conference on Communications (ICC'93). Geneva: IEEE, 1993:1064-1070.
- [2] 王视环. LTE 中 Turbo 码内部交织器的研究[J]. 南京邮电大学学报, 2010, 30(4): 90-94.
- [3] DOUILLARD C, BERROU C. Turbo codes with rate- $m/(m+1)$ constituent convolutional codes [J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(10): 1630-1638.
- [4] CROZIER S, GUINAND P. High-performance low-memory interleaver banks for turbo-codes [C]//Proceedings of 54th IEEE Vehicle Technology Conference (VTC'01). Atlantic City: IEEE, 2001: 2394-2398.
- [5] 白宝明, 马啸, 刘丰, 等. 三维 Turbo 码的设计与性能分析[J]. 西安电子科技大学学报, 1998, 25(5): 570-574.
- [6] 赵曾珠, 张兴周, 贾红铁. 三维 Turbo 码性能的研究[J]. 应用科技, 2006, 33(5): 12-13.
- [7] BERROU C, GRAELL I AMAT A, OUID CHEIKH MOUHAMEDOU Y, et al. Adding a rate-1 third dimension to turbo codes [C]//Proceedings of IEEE Information Theory Workshop. Tahoe City: IEEE, 2007: 156-161.
- [8] BERROU C, GRAELL I AMAT A, OUID CHEIKH MOUHAMEDOU Y, et al. Improving the distance properties of turbo codes using a third component code: 3D turbo codes [J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(9): 2505-2509.
- [9] ROSNES E, GRAELL I AMAT A. Performance analysis of 3-D turbo codes [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 57(6): 3707-3720.
- [10] KBAIER BEN ISMAIL D, DOUILLARD C, KEROUEDAN S. Analysis of 3-dimensional turbo codes [J]. Annual Telecommunications, 2011, 65(7): 257-268.
- [11] KBAIER BEN ISMAIL D, DOUILLARD C, KEROUEDAN S. A survey of three-dimensional turbo codes and recent performance enhancements [J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2013, 2013(115): 1-13.
- [12] BAHL L, COCKE J, JELINEK F, et al. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1974, 20(2): 284-287.
- [13] 3GPP2, C.S0002-F. Physical layer standard for cdma2000 spread spectrum systems [S]. Seattle: Third Generation Partnership Project 2 (3GPP2), 2012: 184-192.

(编辑 苗秀芝)